

(11)特許出願公開番号

特開2002-260835

(P2002-260835A)

(43)公開日 平成14年9月13日(2002.9.13)

(51)Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	データベース <sup>(参考)</sup>
H 0 5 B 6/12	3 2 4	H 0 5 B 6/12	3 2 4 3 K 0 5 1
	3 2 8		3 2 8 5 H 0 0 7
	3 3 1		3 3 1
H 0 2 M 7/48		H 0 2 M 7/48	A H

審査請求 未請求 請求項の数 8 OL (全 22 頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願2001-62221(P2001-62221)

(22) 出願日 平成13年3月6日(2001.3.6)

(71)出願人 000003078

株式会社東芝

東京都港区芝浦一丁目1番1号

(72) 究明者 細糸 強志

愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東  
名工業所内

(72)発明者 田中 俊雅

愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東  
芝愛知工場内

(74) 代理人 100071135

弁理士 佐藤 強

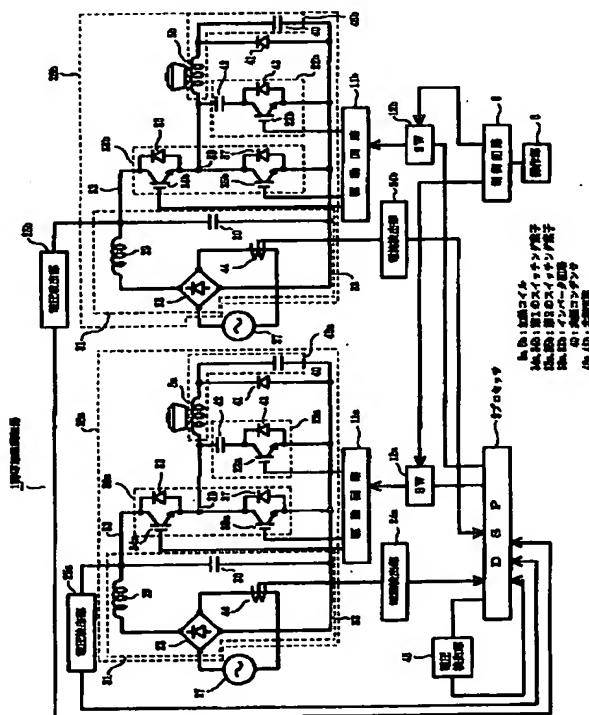
**最終頁に続く**

(54) 【発明の名称】 誘導加熱調理器

(57) 【要約】

【課題】 安価で高性能なハーフブリッジ型のインバータ回路を備えた誘導加熱調理器を提供する。

【解決手段】 誘導加熱調理器たる電磁調理器 1 において、共通のキャリア信号に基づいて三相分の PWM 信号を生成する三相モータ駆動用の PWM 機能を内蔵したプロセッサたる DSP 9 では、デューティ比を固定した U 相の PWM 信号と、この U 相の PWM 信号とは逆相の関係にあり、互いに重ならないようにして、設定された加熱量に応じてデューティ比を調節した \_\_V 相の PWM 信号とを生成し、ハーフブリッジ型のインバータ回路 38 a の第 1 のスイッチング素子たる IGBT 35 a 及び第 2 のスイッチング素子たる IGBT 34 a に対して、\_\_V 相の PWM 信号及び U 相の PWM 信号を出力することにより、双方の IGBT 34 a 及び 35 a を交互にオンオフする PWM 制御を行う。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 調理器を加熱するための加熱コイル及び共振コンデンサからなる共振回路と、第 1 及び第 2 のスイッチング素子の直列回路からなり前記共振回路に高周波電流を供給するハーフブリッジ型のインバータ回路とで対を為す 1 以上の電磁調理部と、

タイマにより生成される共通のキャリア信号に基づいて複数相分の PWM 信号を生成するモータ駆動用の PWM 機能を内蔵し、この PWM 機能に基づいて前記インバータ回路の PWM 制御を行うプロセッサとを具備すること

を特徴とする誘導加熱調理器。  
【請求項 2】 前記プロセッサは、前記共通のキャリア信号に基づいて、「前記電磁調理部の数 + 1」相分以上の PWM 信号を生成することが可能な前記 PWM 機能を内蔵し、前記タイマのカウント値と設定された比較値とを比較することに基づいて、互いに相互補完された前記「前記電磁調理部の数 + 1」相分の PWM 信号を出力するように構成され、

前記キャリア信号の 1 周期当たりのデューティ比が固定された「1」相分の固定 PWM 信号と、この固定 PWM 信号とは逆相の関係にあり、互いに重ならないように前記キャリア信号の 1 周期当たりのデューティ比が調節可能に設定された「前記電磁調理部の数」相分の可変 PWM 信号とを生成し、

前記インバータ回路の一方のスイッチング素子には、前記固定 PWM 信号を出力し、前記インバータ回路の他方のスイッチング素子には、前記可変 PWM 信号を出力することにより、前記 PWM 制御を行い、

前記可変 PWM 信号のデューティ比を調節することに基づいて、前記調理器への加熱量を制御することを特徴とする請求項 1 記載の誘導加熱調理器。

【請求項 3】 前記加熱コイルに流れる電流の位相を検出する電流位相検出手段を備え、

前記プロセッサは、前記共通のキャリア信号に基づいて、PWM 信号を生成することが可能なモータ駆動用の PWM 機能を前記電磁調理部と同数だけ内蔵し、前記 PWM 機能毎に、前記タイマのカウント値と設定された比較値とを比較することに基づいて、互いに相互補完された「1」相分の PWM 信号を出力するように構成され、

前記キャリア信号の 1 周期当たりのデューティ比が固定された固定 PWM 信号と、この第 1 の固定 PWM 信号とは相互補完の関係にある反転 PWM 信号とを生成し、前記インバータ回路の一方のスイッチング素子には、前記固定 PWM 信号を出力し、前記インバータ回路の他方のスイッチング素子には、前記反転 PWM 信号を出力することにより、前記 PWM 制御を行い、

前記電流位相検出手段にて検出される電流の位相と、前記固定 PWM 信号或いは前記反転 PWM 信号の位相とを比較しながら前記キャリア信号の周波数を調節することに基づいて、前記調理器への加熱量を制御することを特

徴とする請求項 1 記載の誘導加熱調理器。

【請求項 4】 調理器を加熱するための加熱コイル及び共振コンデンサからなる共振回路と、第 1 及び第 2 のスイッチング素子の直列回路からなり前記共振回路に高周波電流を供給するハーフブリッジ型のインバータ回路とで対を為す 1 以上の電磁調理部と、

前記電磁調理部と同数のタイマを備え、これら各タイマにより生成される各キャリア信号に基づいて、夫々独立した PWM 信号を生成することが可能なモータ駆動用の PWM 機能を内蔵した高速演算処理型のプロセッサと、前記 PWM 信号の反転信号を生成する反転信号生成手段と、

前記 PWM 信号及び前記反転信号を遅延させる遅延手段とを具備し、

前記プロセッサは、前記各タイマ毎に、そのカウンタ値と設定された比較値とを比較することに基づいて、互いに相互補完された「1」相分の PWM 信号を出力するように構成され、

前記各キャリア信号の 1 周期当たりのデューティ比が固定された固定 PWM 信号を生成し、

前記インバータ回路の一方のスイッチング素子には、前記固定 PWM 信号を出力し、前記インバータ回路の他方のスイッチング素子には、前記固定 PWM 信号を反転させた反転 PWM 信号を出力することにより、前記インバータ回路の PWM 制御を行い、

前記電流位相検出手段にて検出される電流の位相と、前記固定 PWM 信号の位相とを比較しながら前記キャリア信号の周波数を調節することに基づいて、前記調理器への加熱量を制御することを特徴とする誘導加熱調理器。

【請求項 5】 前記第 1 及び第 2 のスイッチング素子のスイッチング損失を低減するためのスナバコンデンサと、このスナバコンデンサの通電を制御する第 3 のスイッチング素子とで構成されるスナバ回路を備え、

前記プロセッサは、前記第 1 及び第 2 のスイッチング素子を PWM 制御するための前記 PWM 信号をトリガとして、前記第 3 のスイッチング素子に短絡電流が流れないように、前記第 3 のスイッチング素子の通電制御を行うことを特徴とする請求項 1 乃至 4 の何れかに記載の誘導加熱調理器。

【請求項 6】 外部の状態の異常を検出して非常停止信号を出力する非常停止手段を備え、

前記プロセッサは、外部から前記非常停止信号が入力された場合には、前記 PWM 信号の出力を強制的に停止する出力停止手段を備えていることを特徴とする請求項 1 乃至 5 の何れかに記載の誘導加熱調理器。

【請求項 7】 前記非常停止手段は、前記インバータ回路への入力電圧が異常に高い場合に前記非常停止信号を出力するように構成されていることを特徴とする請求項 6 記載の誘導加熱調理器。

【請求項 8】 前記非常停止手段は、前記プロセッサの

10

20

30

40

50

駆動電圧が異常に低い場合に前記非常停止信号を出力するように構成されていることを特徴とする請求項6記載の誘導加熱調理器。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、ハーフブリッジ型のインバータ回路により加熱コイルに高周波電流を供給する誘導加熱調理器に関する。

【0002】

【従来の技術】従来より、例えば電磁調理器や電気炊飯器等の誘導加熱調理器において、インバータ回路により加熱コイルに高周波電流を供給するように構成されたものがある。特開平8-138848号公報には、図12に示すような1石型のインバータ回路を備えた電磁調理器100が開示されている。この電磁調理器100は、スイッチング素子101のPWM制御を行うことにより加熱コイル102に高周波電流を供給するものであり、調理器103を加熱制御するための指令信号を出力するマイクロコンピュータ（以下、単にマイコンと称す）104と、指令信号に基づいてPWM（パルス幅変調）信号を出力するPWM回路105とが個別に設けられて構成されている。この場合、PWM回路105は個別半導体を組み合わせたものやASIC（特定用途向け集積回路）を用いたものが一般的である。

【0003】しかしながら、個別半導体を組み合わせたもの場合には、部品点数が多くなってコストが上昇したり、部品の実装面積が大きくなって電磁調理器が大型化する等の問題があった。また、ASICを用いたもの場合には、その設計開発に長期間を要するために開発費用が高くなってコストが上昇し、しかも、汎用的に設計されるため個別の用途に対しては無駄な機能が多い等の問題があった。そこで、これらの問題点を解決するために、例えば三菱電機製半導体38C3グループのような1石型のインバータ回路を駆動するためのPWM機能を内蔵した汎用のマイコンが商品化されている。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】ところで、このような1石型のインバータ回路を備えた電磁調理器では、スイッチング素子に印加する電圧を大きくする必要があり、それ故、スイッチング損失が大きくなると共に、耐圧電圧を例えば900V程度まで上げる必要があり、また、加熱コイルに流れる電流波形も大きく歪むなど、改善の余地があった。

【0005】そのため、近年では、ハーフブリッジ型のインバータ回路（図1参照）を備えた電磁調理器が主流になりつつある。このハーフブリッジ型の電磁調理器は、1石型のものに比べて、2つのスイッチング素子に印加する電圧を小さくすることができるので、スイッチング損失が小さくなり、耐圧電圧も例えば600V程度まで下げることができる。また、加熱コイルに流れる電

流波形の歪みも小さくなり、更に、低加熱量時（出力を絞った時）の制御性が良い等の利点があるという特徴がある。例えば、特開平11-214139号公報には、ハーフブリッジ型のインバータ回路を駆動するためのPWM機能を内蔵したマイコンの構成例が開示されている。そして、このようなマイコンを使用すれば、安価で性能を向上させた電磁調理器が提供できるものと予想される。

【0006】しかしながら、このようなハーフブリッジ型のインバータ回路を駆動するためのPWM機能を内蔵したマイコンは、今現在において、誘導加熱調理器の市場では採算が見合わないものとして商品化されていない。しかも、このようなマイコンを開発するとなると長期の開発期間が必要となり、その開発費も高額となるので、今後商品化される見込みも少ない。それ故、PWM機能は個別半導体を組み合わせたものやASICを用いたものを使用せざるを得ず、誘導加熱調理器の性能を向上させることができて、安価に提供することができないという問題があった。

【0007】本発明は上述の事情に鑑みてなされたものであり、従ってその目的は、安価で高性能なハーフブリッジ型のインバータ回路を備えた誘導加熱調理器を提供することにある。

【0008】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の誘導加熱調理器は、調理器を加熱するための加熱コイル及び共振コンデンサからなる共振回路と、第1及び第2のスイッチング素子の直列回路からなり前記共振回路に高周波電流を供給するハーフブリッジ型のインバータ回路とで対を為す1以上の電磁調理部と、タイマにより生成される共通のキャリア信号に基づいて複数相分のPWM信号を生成するモータ駆動用のPWM機能を内蔵し、このPWM機能に基づいて前記インバータ回路のPWM制御を行うプロセッサとを具備することを特徴とする。

【0009】このような構成によれば、モータ駆動用のPWM機能を備えたプロセッサは大量生産されて低価格で供給されているので、PWM機能を個別半導体やASICで構成する場合に比べて製造コストを低減することができる。しかも、モータ駆動用のPWM機能を備えたプロセッサを使用することで、ハーフブリッジ型のインバータ回路を駆動するためのPWM機能を内蔵したマイクロコンピュータ等を新たに開発せずに済み、誘導加熱調理器の開発期間を短縮することができる。従って、誘導加熱調理器を安価に提供することができる。

【0010】請求項2記載の誘導加熱調理器では、前記プロセッサは、前記共通のキャリア信号に基づいて、「前記電磁調理部の数+1」相分以上のPWM信号を生成することが可能な前記PWM機能を内蔵し、前記タイマのカウント値と設定された比較値とを比較することに基づいて、互いに相互補完された前記「前記電磁調理部

の数+1」相分のPWM信号を出力するように構成され、前記キャリア信号の1周期当たりのデューティ比が固定された「1」相分の固定PWM信号と、この固定PWM信号とは逆相の関係にあり、互いに重ならないように前記キャリア信号の1周期当たりのデューティ比が調節可能に設定された「前記電磁調理部の数」相分の可変PWM信号とを生成し、前記インバータ回路の一方のスイッチング素子には、前記固定PWM信号を出力し、前記インバータ回路の他方のスイッチング素子には、前記可変PWM信号を出力することにより、前記PWM制御を行い、前記可変PWM信号のデューティ比を調節することに基づいて、前記調理器への加熱量を制御することを特徴とする。

【0011】このような構成によれば、モータ駆動用のPWM機能は、比較値やキャリア信号の周波数の設定に基づいて簡単にPWM信号を出力することができるので、前記比較値を調節することにより、簡単にハーフブリッジ型のインバータ回路を駆動させることができる。しかも、キャリア信号の周波数及び前記固定PWM信号のデューティ比を固定し、前記可変PWM信号のデューティ比を変えるだけで、インバータ回路への高周波電流の供給電力量、即ち加熱量が調節できるので、インバータ回路のPWM制御が簡単であり、その制御プログラムを簡単に作成することができる。更に、共通のタイマに基づいて各PWM信号が生成されるので、複数の加熱コイルに供給される高周波電流の基本周波数を同等にすることができ、うなりの発生を抑制することができる。

【0012】請求項3記載の誘導加熱調理器は、前記加熱コイルに流れる電流の位相を検出する電流位相検出手段を備え、前記プロセッサは、前記共通のキャリア信号に基づいて、PWM信号を生成することが可能なモータ駆動用のPWM機能を前記電磁調理部と同数だけ内蔵し、前記PWM機能毎に、前記タイマのカウント値と設定された比較値とを比較することに基づいて、互いに相互補完された「1」相分のPWM信号を出力するように構成され、前記キャリア信号の1周期当たりのデューティ比が固定された固定PWM信号と、この第1の固定PWM信号とは相互補完の関係にある反転PWM信号とを生成し、前記インバータ回路の一方のスイッチング素子には、前記固定PWM信号を出力し、前記インバータ回路の他方のスイッチング素子には、前記反転PWM信号を出力することにより、前記PWM制御を行い、前記電流位相検出手段にて検出される電流の位相と、前記固定PWM信号の位相とを比較しながら前記キャリア信号の周波数を調節することに基づいて、前記調理器への加熱量を制御することを特徴とする。

【0013】このような構成によれば、モータ駆動用のPWM機能は、比較値やキャリア信号の周波数の設定に

基づいて簡単にPWM信号を出力することができるので、前記比較値を固定し、キャリア信号の周波数を調節することにより、簡単にハーフブリッジ型のインバータ回路のPWM制御を行うことができる。しかも、固定PWM信号及び反転PWM信号のデューティ比を固定し、キャリア信号の周波数を調節するだけで、インバータ回路への高周波電流の供給電力量、即ち加熱量が調節できるので、インバータ回路のPWM制御が簡単であり、その制御プログラムを簡単に作成することができる。また、例えば、各インバータ回路毎に生成されるPWM信号の比較値を共通化した場合には、比較値を設定するためのレジスタ数を減らすこともできる。

【0014】請求項4記載の誘導加熱調理器は、調理器を加熱するための加熱コイル及び共振コンデンサからなる共振回路と、第1及び第2のスイッチング素子の直列回路からなり前記共振回路に高周波電流を供給するハーフブリッジ型のインバータ回路とで対を為す1以上の電磁調理部と、前記電磁調理部と同数のタイマを備え、これら各タイマにより生成される各キャリア信号に基づいて、夫々独立したPWM信号を生成することが可能なモータ駆動用のPWM機能を内蔵した高速演算処理型のプロセッサと、前記PWM信号の反転信号を生成する反転信号生成手段と、前記PWM信号及び前記反転信号を遅延させる遅延手段とを具備し、前記プロセッサは、前記各タイマ毎に、そのカウンタ値と設定された比較値とを比較することに基づいて、互いに相互補完された「1」相分のPWM信号を出力するように構成され、前記各キャリア信号の1周期当たりのデューティ比が固定された固定PWM信号を生成し、前記インバータ回路の一方のスイッチング素子には、前記固定PWM信号を出力し、前記インバータ回路の他方のスイッチング素子には、前記固定PWM信号を反転させた反転PWM信号を出力することにより、前記インバータ回路のPWM制御を行い、前記電流位相検出手段にて検出される電流の位相と、前記固定PWM信号の位相とを比較しながら前記キャリア信号の周波数を調節することに基づいて、前記調理器への加熱量を制御することを特徴とする。

【0015】このような構成によっても、請求項3と同様の効果が得られる。しかも、複数のタイマを有する1つのPWM機能を内蔵したプロセッサは、複数のPWM機能を内蔵したプロセッサに比べて値段が安く、反転信号生成手段及び遅延手段も低コストで済むので、誘導加熱調理器の製造コストを更に低減することができる。

【0016】請求項5記載の誘導加熱調理器は、前記第1及び第2のスイッチング素子のスイッチング損失を低減するためのスナバコンデンサと、このスナバコンデンサの通電を制御する第3のスイッチング素子とで構成されるスナバ回路を備え、前記プロセッサは、前記第1及び第2のスイッチング素子をPWM制御するための前記PWM信号をトリガとして前記第3のスイッチング素子

の通電制御を行うことを特徴とする。このような構成によれば、モータ駆動用のPWM機能を備えたプロセッサで、スナバ回路の通電制御をソフト的に処理することができる。しかも、このスナバ回路を制御するためのプログラムは簡単にできる。

【0017】請求項6記載の誘導加熱調理器は、外部の状態の異常を検出して非常停止信号を出力する非常停止手段を備え、前記プロセッサは、外部から前記非常停止信号が入力された場合には、前記PWM信号の出力を強制的に停止する出力停止手段を備えていることを特徴とする。このような構成によれば、例えば電源等の外部の状態に異常が発生した場合に、直ちにそれを検出してインバータ回路のPWM制御を停止することができるので、インバータ回路の故障や、それに伴う事故等を未然に防ぐことができる。

【0018】請求項7記載の誘導加熱調理器では、前記非常停止手段は、前記インバータ回路への入力電圧が異常に高い場合に前記非常停止信号を出力するように構成されていることを特徴とする。このような構成によれば、インバータ回路の駆動源に異常が発生した場合に、直ちにそれを検出してインバータ回路のPWM制御を停止することができ、請求項6と同様の効果が得られる。

【0019】請求項8記載の誘導加熱調理器では、前記非常停止手段は、前記プロセッサの駆動電圧が異常に低い場合に前記非常停止信号を出力するように構成されていることを特徴とする。このような構成によれば、プロセッサの駆動源に異常が発生した場合に、直ちにそれを検出してインバータ回路のPWM制御を停止することができ、請求項6と同様の効果が得られる。

#### 【0020】

【発明の実施の形態】〔第1の実施例〕以下、本発明の誘導加熱調理器を、2つの加熱コイルを有し、ハーフブリッジ型のインバータ回路を備えた電磁調理器に適用した場合の第1の実施例について、図1乃至図5を参照して説明する。

【0021】まず、図2は、電磁調理器1の外観を示すものである。この図2において、矩形状をなす本体2の上面には、耐熱ガラス製のトッププレート3が設けられ、このトッププレート3の上面に、調理器を載せるための2つの円形状の加熱口4a及び4bが印字されている。これら加熱口4a及び4bが位置するトッププレート3の下方には、図示しない加熱コイル5a及び5b（図1参照）が配設されている。

【0022】本体2の正面部右側には、加熱開始ボタン6a、加熱停止ボタン6b、加熱量設定ボタン6c及び加熱量表示部6d等を備えた操作部6が夫々の加熱口4a及び4bに対して設けられている。この操作部6の裏側には、電磁調理器1の駆動制御を行うための図示しない電気回路基板が装着されている。また、本体2の正面部左側には、本体2に内蔵されたロースタの開閉扉7が

設けられている。

【0023】次に、図1は、電磁調理器1の電気的な構成を示すブロック図である。この図1において、制御回路8は、図示はしないが、マイクロコンピュータ（以下、単にマイコンと称す）を主体とした電気回路で構成されており、ROMに書き込まれた制御プログラムを読み出すことによって、電磁調理器1全体の電気的な制御を行うものである。この制御回路8は、操作部6、プロセッサたるDSP（デジタル・シグナル・プロセッサ）9のシリアル通信機能10（後述）、DSP9から駆動回路11a及び11bに対して出力されるPWM信号の導通制御を行うスイッチ12a及び12bに接続されており、操作部6からの加熱指令に基づいて、DSP9の駆動制御やスイッチ12a及び12bの導通制御を行うようになっている。

【0024】続いて、図3は、三相モータ駆動用のPWM機能を内蔵した汎用のDSP9の内部構成を示すブロック図である。DSP9は、高速演算処理型の構造を為しており、主体となるCPU（中央演算処理装置）13に対して、他マイコンとの通信を行うシリアル通信機能10、外部割込機能14、タイマ割込機能15、汎用I/O機能16、ROM17、RAM18、A/D変換器19、ウォッチドッグタイマ機能20、三相（U、V及びW相）のPWM信号を生成するPWM機能21が接続されて構成されている。

【0025】このPWM機能21は、キャリア信号を生成するタイマ21a、設定された比較値を記憶するためのコンペアレジスタ21b、タイマ21aのカウント値と比較値とを比較する比較部21c、比較部21cからの出力に基づいて三相のPWM信号を生成するPWM信号生成部21d、三相のPWM信号に基づいてデッドタイムを生成するデッドタイム生成部21e、デッドタイムが加味された三相のPWM信号に基づいて、反転相も含めたU、U、V、V、W及びW相（アンダーバーは反転相を意味する）のPWM信号を出力するPWM信号出力部21fで構成されている。

【0026】DSP9は、図示しない発振回路から所定周期の発振信号が供給されて動作するものである。そして、ROM17に書き込まれたDSP制御プログラムに基づいて、PWM信号や設定された制御信号の生成及び出力等を行うようになっている。

【0027】図1に戻って、DSP9のPWM信号出力部21fのU相のPWM信号出力端子は、スイッチ12a及び12bを介して駆動回路11a及び11bに共通に接続され、U及びW相のPWM信号出力端子は、スイッチ12a及び12bを介して駆動回路11a及び11bに個別に接続されている。また、DSP9では、後述するスナバ回路22a及び22bの第3のスイッチング素子たるIGBT23a及び23bの通電制御をするためのスナバ制御信号が生成され、これらスナバ制御

信号を出力するように設定された端子は、スイッチ12a及び12bを介して駆動回路11a及び11bに共通に接続されている。更に、DSP9のA/D変換器19は、電流検出部24a及び24b、及び、非常停止手段たる電圧検出部25a、25b及び45（何れも後述）に接続されている。

【0028】尚、これら制御回路8、DSP9、スイッチ12a及び12b、操作部6、発振回路、駆動回路11a及び11b、電流検出部24a及び24b、及び、電圧検出部25、25b及び45は、図示しない定電圧回路から所定の直流電圧が供給されて動作するようになっている。

【0029】次に、電磁調理部26a及び26bの構成について説明するに、電磁調理部26a及び26bは同等であるので、電磁調理部26aについてのみ説明し、電磁調理部26bは符号のみ付して説明は省略するものとする。商用電源27は、ダイオードブリッジで構成される整流回路28の交流入力端子に接続され、整流回路28の直流出力端子は、コイル29及び平滑化コンデンサ30からなる直列回路に接続されている。そして、これら整流回路28、コイル29及び平滑化コンデンサ30で直流電圧源31が構成されている。

【0030】コイル29及び平滑化コンデンサ30の共通接続点には直流母線32が接続され、平滑化コンデンサ30の他端には直流母線33が接続されている。これら直流母線32及び33間には、第2のスイッチング素子たるIGBT34aのエミッタと、第1のスイッチング素子たるIGBT35aのコレクタとが接続された直列回路が、IGBT34aのコレクタが母線32側になるようにして接続されている。また、IGBT32及び33のゲートは、駆動回路11aのV及びU相のPWM信号出力端子に接続されている。（尚、電磁調理部26bにおけるIGBT34b及び35bのゲートは、駆動回路11bのW及びU相のPWM信号出力端子に接続されている。）また、IGBT34a及び35aには、アノードがエミッタ側になるようにしてフリーホイールダイオード36及び37が並列接続されている。そして、これらIGBT34a及び35a、及び、フリーホイールダイオード36及び37でハーフブリッジ型のインバータ回路38aが構成されている。

【0031】インバータ回路38の出力端子39及び母線33間には、加熱コイル5a及び共振コンデンサ40が直列に接続された共振回路46aが接続されている。この共振コンデンサ40には、アノードが母線33側になるようにしてダイオード41が並列接続されている。また、インバータ回路38の出力端子39及び母線33間には、スナバコンデンサ42の一端とIGBT23aのコレクタとが接続されてなるスナバ回路22aが、スナバコンデンサ42の他端が出力端子39側になるようにして接続されている。そして、IGBT23aのベ-

スには駆動回路11aのスナバ制御信号出力端子が接続され、コレクタ、エミッタ間には、アノードがエミッタ側になるようにしてダイオード43が接続されている。尚、このスナバ回路22aは、IGBT34a及び35aのオフ時におけるスイッチング損失を減少させるためのものである。そして、これら直流電圧源31、インバータ回路38、スナバ回路22a及び加熱コイル5a等で電磁調理部26aが構成されている。

【0032】ところで、整流回路28の交流入力端子側の母線には電流トランス44が介挿され、この電流トランス44は電流検出部24aに接続されている。そして、これら電流トランス44及び電流検出部24aでは、インバータ回路38への入力電流を検出してDSP9に出力するようになっている。

【0033】また、母線32には、電圧検出部25が接続されている。この電圧検出部25では、インバータ回路38への入力電圧を検出してDSP9に出力すると共に、その入力電圧が所定電圧値よりも高い場合（異常に高い場合）には非常停止信号をDSP9に出力するようになっている。

【0034】また、DSP9の図示しない駆動電圧入力端子には、電圧検出部45が接続されている。この電圧検出部45では、DSP9の駆動電圧を検出して、その駆動電圧が所定電圧値よりも低い場合（異常に低い場合）には非常停止信号をDSP9に出力するようになっている。

【0035】＜電磁調理器1の作用説明＞次に、電磁調理器1の作用について説明するに、電磁調理部26a及び26bの作用は同等であるので、26aについてのみ説明し、26bについては説明を省略するものとする。尚、ここでは、使用者が加熱開始ボタン6aを押すことにより操作部6から加熱開始指令が出力され、制御回路8によりスイッチ12a及び12bがオンに設定されているものとする。

【0036】図4は、キャリア信号に基づいて生成される各PWM信号のタイミングチャートを示すものである。DSP9では、PWM機能21内のタイマ21aを零から所定値までアップカウントし、所定値に達した時点でリセットする動作を繰り返すことにより、一定周期T（例えば46 $\mu$ s）のキャリア信号（例えば三角波）が生成される（図4（a）参照）。尚、キャリア信号は三角波に限定されるものではなく、例えばタイマ21aをアップダウンカウンタで構成して、のこぎり波を生成するようにしてもよい。

【0037】まず、IGBT35aのゲートに出力される固定PWM信号たるU相のPWM信号の生成方法について説明する。コンパアレジスタ21bには、U相のPWM信号のデューティ比が50%に固定された比較値が予め設定されている。比較部21cでは、前記比較値とタイマ21aのカウント値との比較が行われ、PWM



信号生成部21dでは、タイマのカウント値が零の時点でハイレベルからロウレベルに立ち下がり、前記比較値に一致した時点でロウレベルからハイレベルに立ち上がるようなU相元信号が生成される(図4(b)参照)。

【0038】デッドタイム生成部21eでは、このU相元信号に基づいて、図4(c)に示すような所定幅のU相デッドタイム信号が生成され、このU相デッドタイム信号がU相元信号に加味される。PWM信号出力部21fでは、図4(d)及び(e)に示すようなU相デッドタイム期間中にはロウレベルとなるU相のPWM信号、及び、これと相互補完の関係にある\_\_U相のPWM信号が生成される。このようにして生成されたU相のPWM信号は、駆動回路11aを介してIGBT35aのゲートに出力される。即ち、IGBT35aは、U相のPWM信号により、周期Tで断続的なオンオフ制御が行われる。

【0039】続いて、IGBT34aのゲートに出力する可変PWM信号たる\_\_V相のPWM信号の生成方法について説明する。コンパアレジスタに設定されるV相の比較値は、外部割込機能14によってデューティ比が50%から100%まで調節可能になっている。そして、このデューティ比を調節することにより、加熱コイル5aに供給する高周波電流量が調節され、即ち、加熱口4aに置かれた調理器への加熱量が制御される。以上のようにして、DSP9では、「1」相分の固定PWM信号に相当するU相のPWM信号、及び、「電磁調理部の数」相分の可変PWM信号に相当する\_\_V及び\_\_W相のPWM信号が生成される。

【0040】さて、制御回路8では、加熱量設定ボタン6cにより設定される加熱量が記憶され、設定された加熱量はDSP9の外部割込機能14に出力される。DSP9では、電圧検出部25a及び電流検出部24aにより検出されるインバータ回路38aへの入力電圧値及び入力電流値を積算することに基づいて、インバータ回路38aへの入力電力量が推定され、設定された加熱量に応じた電力量を加熱コイル5aに供給するためのV相の比較値が設定される。そして、U相の場合と同様にして、比較部21c、PWM信号生成部21d、デッドタイム生成部21e及びPWM信号出力部21fを通じて固定PWM信号たる\_\_V相のPWM信号が生成され、この\_\_V相のPWM信号が駆動回路11aを介してIGBT34aのゲートに出力される(図4(f)乃至(i)参照)。

【0041】次に、IGBT23aのゲートに出力するスナバ制御信号の生成方法について説明する。このスナバ制御信号は、U相のPWM信号がロウレベルからハイレベルに立ち上がる時点をトリガとして所定時間 $T\alpha$ (例えば $3\mu s$ )経過後にハイレベルになり、\_\_V相のPWM信号がハイレベルからロウレベルに立ち下がる時点をトリガとして所定時間 $T\beta$ (例えば $3\mu s$ )経過後

にロウレベルになるように生成される(図4(j)参照)。尚、このスナバ制御信号は、DSP9のCPU51内のDSP制御プログラムによって、ソフト的に生成されるものである。

【0042】そして、IGBT23aは、このスナバ制御信号により、IGBT35aがオンした後一定時間 $T\alpha$ 経過してからオンし、IGBT34aがオフした後一定時間 $T\beta$ 経過してからオフする。これにより、IGBT34a及び35aがオン状態からオフ状態に移行する場合に、各コレクタ、エミッタ間の電圧変化を緩やかにしてスイッチング損失の発生を防止すると共に、IGBT35aのオン時にスナバコンデンサ42に短絡電流が流れることをも防止している。

【0043】尚、電磁調理部26bのIGBT35bのゲートには、前記U相のPWM信号が出力され、IGBT34bのゲートには、前記\_\_V相のPWM信号と同様にして生成される\_\_W相のPWM信号が出力される。また、IGBT23bのゲートには、前記スナバ制御信号と同様にして、U相のPWM信号に基づいてハイレベルになり、\_\_W相のPWM信号に基づいてロウレベルになるスナバ制御信号が出力される(図4(k)～(o)参照)。

【0044】以上のようにして、電磁調理部26a及び26bでは、IGBT34a及び35a或いはIGBT34b及び35bを交互にオンさせながら、\_\_V及び\_\_W相のPWM信号のデューティ比を調節することにより、加熱コイル5a及び5bに高周波電流が供給され、加熱口4a及び4bに置かれた調理器が加熱される。

【0045】ところで、このような電磁調理部26a及び26bへのPWM制御が行われている最中には、電圧検出部25a及び25bにおいて、インバータ回路38a及び38bへの入力電圧及びDSP9の駆動電圧の異常検出が行われている。そして、異常が検出され、非常停止信号が出力されると、出力停止手段を兼ねたDSP9では、全てのPWM信号の出力を強制的に停止(ロウレベルに)して、インバータ回路38a及び38bへのPWM制御を停止するようになっている。

【0046】尚、調理器への加熱を停止する場合は、使用者が操作部6の加熱停止ボタン6bを押せばよく、この場合には、制御回路8によりスイッチ12a及び12bがオフに設定され、全てのIGBT34a、34b、35a、35b、23a及び23bがオフして加熱コイル5a及び5bへの高周波電流の供給が停止する。

【0047】図5は、前記各IGBT34a、34b、35a、35b、23a及び23bのゲートに出力されるPWM信号のタイミングチャートを示すものである。このように本第1の実施例では、DSP9において、インバータ回路38a及び38bへの入力電圧値及び入力電流値を検出することに基づいて入力電力量を推定し、加熱量設定ボタン6cにより設定される加熱量に応じた

高周波電流が加熱コイル 5 a 及び 5 b に供給されるように、\_\_V 相及び \_\_W 相の PWM 信号のデューティ比を調節して、I G B T 3 4 a 及び 3 4 b の PWM 制御を行うようにした。また、デューティ比が固定された U 相の PWM 信号を共通に使用して、I G B T 3 5 a 及び 3 5 b の PWM 制御を行うようにした。更に、U 相の PWM 信号の立ち上がり時点でハイレベルになり、\_\_V 相或いは \_\_W 相の PWM 信号の立ち下がり時点でロウレベルになるようなスナバ制御信号により、スナバ回路 2 2 a 及び 2 2 b の I G B T 2 3 a 及び 2 3 b の通電制御を行うようにした。

【0 0 4 8】このような構成によれば、モータ駆動用の PWM 機能 2 1 を備えた D S P 9 は大量生産されて低価格で供給されているので、PWM 機能 2 1 を個別半導体や A S I C で構成する場合に比べて電磁調理器 1 の製造コストを低減することができる。しかも、モータ駆動用の PWM 機能 2 1 を備えた D S P 9 を使用することで、ハーフブリッジ型のインバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b を駆動するための PWM 機能を内蔵したマイクロコンピュータ等を新たに開発せずに済み、電磁調理器 1 の開発期間を短縮することができる。従って、高性能なハーフブリッジ型のインバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b を備えた電磁調理器 1 を安価に提供することができる。

【0 0 4 9】また、モータ駆動用の PWM 機能 2 1 は、比較値やキャリア信号の周波数の設定に基づいて簡単に PWM 信号を生成することができるので、通常にモータを駆動する場合とは異なる方法で、コンペアレジスタ 2 1 b の比較値を調節することにより、簡単にハーフブリッジ型のインバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b を駆動させることができる。しかも、キャリア信号の周波数及び U 相の比較値を固定し、V 及び W 相の比較値を調節するだけで、インバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b への高周波電流の供給電力量、即ち加熱量が調節できるので、インバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b の PWM 制御が簡単であり、その制御プログラムを簡単に作成することができる。

【0 0 5 0】また、共通のタイマ 2 1 a に基づいて、各相の PWM 信号が生成されるので、2 つの加熱コイル 5 a 及び 5 b に供給される高周波電流の基本周波数を同等にすることができ、うなりの発生を抑制することができる。

【0 0 5 1】また、このような汎用のモータ駆動用の PWM 機能 2 1 を備えた D S P 9 では、スナバ回路 2 2 a 及び 2 2 b の通電制御を行うこともできる。しかも、このスナバ回路 2 2 a 及び 2 2 b を制御するための制御プログラムは簡単にできる。

【0 0 5 2】また、インバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b への入力電圧が異常に高い場合や、D S P 9 の駆動電圧が異常に低い場合に、直ちにそれを検出してインバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b の PWM 制御を停止することができるので、インバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b の故障や、そ

れに伴う事故等を未然に防ぐことができる。

【0 0 5 3】〔第 2 の実施例〕以下、本発明の誘導加熱調理器を、2 つの加熱コイルを有し、ハーフブリッジ型のインバータ回路を備えた電磁調理器に適用した場合の第 2 の実施例について、図 6 乃至図 9 を参照して説明する。尚、第 1 の実施例と同一部分については同一符号を付して説明を省略し、以下異なる部分についてのみ説明する。

【0 0 5 4】まず、図 6 は、電磁調理器 5 0 の電氣的な構成を示すブロック図である。この図 6 において、D S P 5 1 は、2 つの三相モータが駆動可能なように 2 つの PWM 機能 5 2 a 及び 5 2 b が内蔵された汎用のものである（図 7 参照）。尚、これら PWM 機能 5 2 a 及び 5 2 b は、第 1 の実施例で示した PWM 機能 2 1 と同等に構成されたものである。そして、これら双方の PWM 機能 5 2 a 及び 5 2 b は、夫々電磁調理部 5 3 a 及び 5 3 b の PWM 制御に使用されるようになっている。例えば、PWM 機能 5 2 a 及び電磁調理部 5 3 a の接続構成について説明すると、図示しない PWM 信号出力部の U 及び \_\_U の PWM 信号出力端子は、スイッチ 1 2 a を介して駆動回路 1 1 a に接続されている。尚、PWM 機能 5 2 b 及び電磁調理部 5 3 b の接続構成も前記と同様である。

【0 0 5 5】次に、電磁調理部 5 3 a 及び 5 3 b の構成について説明するに、電磁調理部 5 3 a 及び 5 3 b は同等であるので、電磁調理部 5 3 a についてのみ説明し、電磁調理部 5 3 b は符号のみ付して説明は省略するものとする。

【0 0 5 6】電磁調理部 5 3 a において、母線 3 2 と、加熱コイル 5 a 及び共振コンデンサ 4 0 の共通接続点との間には、共振コンデンサ 5 4 が接続されている。また、インバータ回路 3 8 a の I G B T 3 4 a 及び 3 5 b には、コレクタ、エミッタ間にスナバコンデンサ 5 5 及び 5 6 が接続されている。更に、I G B T 3 4 a 及び 3 5 a の共通接続点と加熱コイル 5 a との間には電流トランス 5 7 が介挿され、この電流トランス 5 7 は電流位相検出手段たる電流位相検出部 5 8 a に接続されている。そして、これら電流トランス 5 7 及び電流位相検出部 5 8 a では、加熱コイル 5 a への入力電流の位相が検出されて D S P 9 に出力するようになっている。また、加熱コイル 5 a、及び、共振コンデンサ 4 0 及び 5 4 で所定の共振周波数を有する共振回路 5 9 a が構成され、加熱コイル 5 b、及び、共振コンデンサ 4 0 及び 5 4 で所定の共振周波数を有する共振回路 5 9 b が構成されている。

【0 0 5 7】＜電磁調理器 5 0 の作用説明＞続いて、電磁調理器 5 0 の作用について説明する。本第 2 の実施例では、電磁調理部 5 3 a 及び 5 3 b の作用は同等であるので、5 3 a についてのみ説明し、5 3 b については説明を省略するものとする。尚、ここでは、使用者が加熱



開始ボタン 6 a を押すことにより操作部 6 から加熱指令が出力され、制御回路 8 によりスイッチ 1 2 a 及び 1 2 b がオンに設定されているものとする。

【0058】図 8 は、PWM 機能 5 2 a 及び 5 2 b において、夫々のキャリア信号に基づいて生成される PWM 信号のタイミングチャートを示すものである。以下、PWM 機能 5 2 a の作用を例に挙げて説明する。DSP 5 1 では、第 1 の実施例と同様にして、図示しないタイマにより所定周期 T 1 のキャリア信号（例えば三角波）が生成される（図 8（a）参照）。但し、タイマ割込機能 1 5 によってタイマをリセットするカウント値（リセット値）を調節することにより、キャリア信号の周期 T 1（周波数）が調節可能になっている。

【0059】図示しないコンペアレジスタには、第 1 の実施例と同様にして、固定 PWM 信号たる U 相の PWM 信号のデューティ比が 5 0 % に固定された比較値が予め設定されている。これにより、U 相元信号が生成され（図 8（b）参照）、U 相デッドタイム信号が生成され（図 8（c）参照）、U 相の PWM 信号及び反転 PWM 信号たる  $\bar{U}$  相の PWM 信号が生成される（図 8（d）及び（e）参照）。そして、周期 T 1 の U 相及び  $\bar{U}$  相の PWM 信号が IGBT 3 4 a 及び 3 5 a に出力され、IGBT 3 4 a 及び 3 5 a が交互にオンすることにより、加熱コイル 5 a に高周波電流が供給され、加熱口 4 a に置かれた調理器への加熱が行われる。

【0060】尚、電磁調理部 5 3 b の IGBT 3 4 b 及び 3 5 b のゲートには、前記 PWM 機能 5 2 a と同様にして、PWM 機能 5 2 b により所定周期 T 2 のキャリア信号に基づいて生成される固定 PWM 信号たる U 相の PWM 信号及び反転 PWM 信号たる  $\bar{U}$  相の PWM 信号が出力される（図 8（f）～（j）参照）。以上のようにして、DSP 5 1 では、各 PWM 機能 5 2 a 及び 5 2 b 毎に、「1」相分の固定 PWM 信号に相当する U 相の PWM 信号と、反転 PWM 信号に相当する  $\bar{U}$  相の PWM 信号が生成される。

【0061】さて、DSP 5 1 による加熱量の制御は、以下のようにして行われる。まず、制御回路 8 において設定された加熱量が DSP 5 1 の外部割込機能に出力されると、DSP 9 では、第 1 の実施例と同様にしてインバータ回路 3 8 a への入力電力量が推定される。そして、入力電力量が加熱量に応じた電力量になるように、U 相及び  $\bar{U}$  相の PWM 信号の周波数制御が行われる。

【0062】具体的には、入力電力量が加熱量に応じた電力量よりも低い場合には、高周波電流の位相と前記 PWM 信号の位相とを近づけるようにして、前記 PWM 信号の周波数を共振回路 5 9 a の共振周波数に近づけて、入力電力量を増加させる。反対に、入力電力量が加熱量に応じた電力量よりも高い場合には、高周波電流の位相と前記 PWM 信号の位相とを遠ざけるようにして、前記 PWM 信号の周波数を共振回路 5 9 a の共振周波数から

遠ざけて、入力電力量を減少させる。

【0063】以上のようにして、電磁調理部 5 3 a 及び 5 3 b では、IGBT 3 4 a 及び 3 5 a あるいは IGBT 3 4 b 及び 3 5 b を交互にオンさせながら、前記 PWM 信号の周波数を調節することにより、加熱コイル 5 a 及び 5 b に高周波電流が供給され、加熱口 4 a 及び 4 b に置かれた調理器が加熱される。

【0064】図 9 は、電磁調理器 5 3 a 及び 5 3 b における IGBT 3 4 a、3 4 b、3 5 a 及び 3 5 b のベースに出力される PWM 信号のタイミングチャートを示すものである。このように本第 2 の実施例では、DSP 5 1 において、加熱コイル 5 a 及び 5 b に供給される高周波電流の位相と、U 及び  $\bar{U}$  相の PWM 信号の位相との位相差を検出し、加熱量設定ボタン 6 c により設定される加熱量に応じた高周波電流が加熱コイル 5 a 及び 5 b に供給されるように前記 PWM 信号の周期 T 1 及び T 2 を調節し、IGBT 3 4 a、3 4 b、3 5 a 及び 3 5 b の PWM 制御を行うようにした。

【0065】このような構成によれば、モータ駆動用の PWM 機能 5 2 a 及び 5 2 b は、比較値やキャリア信号の周期 T 1 及び T 2 の設定に基づいて簡単に PWM 信号を出力することができるので、通常にモータを駆動する場合とは異なる方法で、前記比較値を固定し、キャリア信号の周期 T 1 及び T 2 を調節することにより、簡単にハーフブリッジ型のインバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b を駆動させることができる。しかも、各相の比較値を固定して、キャリア信号の周期 T 1 及び T 2 を変えるだけで、インバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b への高周波電流の供給電力量、即ち加熱量が調節できるので、インバータ回路 3 8 a 及び 3 8 b の PWM 制御が簡単であり、その制御プログラムを簡単に作成することができる。

【0066】〔第 3 の実施例〕以下、本発明の誘導加熱調理器を、2 つの加熱コイルを有し、ハーフブリッジ型のインバータ回路を備えた電磁調理器に適用した場合の第 3 の実施例について、図 1 0 及び図 1 1 を参照して説明する。尚、第 2 の実施例と同一部分については同一符号を付して説明を省略し、以下異なる部分についてののみ説明する。

【0067】まず、図 1 0 は、電磁調理器 7 0 の電氣的な構成を示すブロック図である。この図 1 0 において、DSP 7 1 は、例えばアクティブ方式のインバータ回路において、1 つの三相モータの PWM 制御及び PAM 制御が可能のように、電磁調理部 5 3 a 及び 5 3 b と同数たる 2 つのタイマ 7 2 a 及び 7 2 b を備えた PWM 機能 7 3 が内蔵された汎用のものである。

【0068】図 1 1 は、この DSP 7 1 の内部構成を示すブロック図である。この図 1 1 において、PWM 機能 7 3 は、キャリア信号を生成するタイマ 7 2 a 及び 7 2 b、設定された比較値を記憶するためのコンペアレジスタ 7 4 a 及び 7 4 b、タイマ 7 2 a 及び 7 2 b のカウン

ト値と比較値とを比較する比較部75a及び75b、比較部75a及び75bからの出力に基づいて、夫々独立したPWM信号(PAM信号も可能)を生成するPWM信号生成部76、これらのPWM信号を出力するPWM信号出力部77で構成されている。

【0069】このPWM機能73は、各タイマ72a及び72b毎に、「1」相分のPWM信号(例えば第2の実施例のU相のPWM元信号に相当)を生成して出力するようになっている。そして、例えば、PWM機能73及び電磁調理部53aの接続構成について説明すると、PWM信号出力部77のU相のPWM信号出力端子は、遅延手段たる遅延部79a、スイッチ12a及び駆動回路11aを介してIGBT34aに接続されると共に、反転信号生成手段たる反転信号生成部78a、遅延部79a、スイッチ12a及び駆動回路11aを介してIGBT35aに接続されている。尚、PWM機能73及び電磁調理部53bの接続構成も前記と同様である。

【0070】<電磁調理器70の作用説明>続いて、電磁調理器70の作用について説明する。尚、本第3の実施例は、第2の実施例と同様にして、固定PWM信号及び反転PWM信号を生成し各PWM信号の周波数を調節することにより、インバータ回路38a及び38bのPWM制御を行うものである。このPWM制御についての説明は省略し、固定PWM信号及び反転PWM信号を生成する作用についてのみ説明するものとする。また、電磁調理部53a及び53bの各PWM信号を生成する作用は同等であるので、53a側についてのみ説明し、53b側については説明を省略するものとする。

【0071】DSP71では、第1の実施例と同様にして、タイマ72aにより所定期間T1のキャリア信号(例えば三角波)が生成される(図8(a)に相当)。但し、タイマ割込機能15によってタイマをリセットするカウント値(リセット値)を調節することにより、キャリア信号の周期T1(周波数)が調節可能になっている。コンパアレジスタ74aには、第1の実施例と同様にして、固定PWM信号たるU相のPWM信号のデューティ比が50%に固定された比較値が予め設定されている。これにより、U相元信号が生成され(図8(b)に相当)、出力される。

【0072】遅延部79aに出力されるU相元信号は、遅延部79aにて、波形の立ち上がり時にデッドタイム分の遅延時間(ロウレベル)が加味されて、固定PWM信号たるU相のPWM信号が生成され、IGBT34aに出力される(図8(d)に相当)。また、反転信号生成部78aに出力されるU相元信号は、反転信号生成部78aにて、ロウレベルとハイレベルが反転され、遅延部79aにて、波形の立ち上がり時にデッドタイム分の遅延時間が(ロウレベル)が加味されて、反転PWM信号たるU相のPWM信号が生成され、IGBT35aに出力される(図8(e)に相当)。以上のようにし

て、DSP71では、各タイマ72a及び72b毎に、「1」相分の固定PWM信号が生成される。

【0073】このような構成によっても、第2の実施例と同様にして、電磁調理部53a及び53bでは、IGBT34a及び35a或いはIGBT34b及び35bを交互にオンさせながら、前記PWM信号の周波数を調節することにより、加熱コイル5a及び5bに高周波電流が供給され、加熱口4a及び4bに置かれた調理器が加熱される。

10 【0074】これにより、請求項3と同様の効果が得られる。しかも、2つのタイマ72a及び72bを有する1つのPWM機能73を内蔵したDSP71は、2つのPWM機能52a及び52bを内蔵したDSP51に比べて値段が安く、反転信号生成部78a及び78b、及び、遅延部79a及び79bも低コストで構成できるので、電磁調理器79の製造コストを更に低減することができる。

20 【0075】尚、本発明は、上記し、且つ図面に示す実施例にのみ限定されるものではなく、次のような変形、拡張が可能である。本発明の実施例では、誘導加熱調理器を電磁調理器に適用したが、これに限定されるものではなく、例えば電気炊飯器や電子レンジにも適用できる。本発明の実施例では、プロセッサをDSPに適用したが、これに限定されるものではなく、例えばPWM機能を内蔵したRISC型のマイコンに適用してもよく、要は、安価で、しかも、モータ駆動用のPWM機能を内蔵した高速演算処理型であり、このPWM機能を利用してハーフブリッジ型のインバータ回路のPWM制御を行うことができるプロセッサであればよい。

30 【0076】本発明の実施例では、プロセッサを三相モータ駆動用のPWM機能を内蔵したDSPに適用したが、これに限定されるものではなく、例えば単相モータ駆動用のPWM機能を内蔵したDSPに適用してもよい。また、第1のスイッチング素子及び第2のスイッチング素子を制御するためのPWM信号の相は、実施例で示したものに限定されず、任意の相を使用すればよい。

40 【0077】本発明の実施例では、スイッチング素子をIGBTに適用したが、これに限定されるものではなく、例えばMOSFETやバイポーラトランジスタに適用してもよい。本発明の第1の実施例では、スナバ回路を設けたが、このスナバ回路は必要に応じて設けるようにすればよい。本発明の実施例では、非常停止手段及び出力停止手段を設けたが、これら非常停止手段及び出力停止手段は必要に応じて設けるようにすればよい。

50 【0078】本発明の実施例では、電圧検出部及び電流検出部により検出されるインバータ回路への入力電圧値及び入力電流値を積算して入力電力量を推定し、この入力電力量が設定された加熱量に応じた電力量になるように、PWM信号のデューティ比または周波数を調節するようにしたが、これに限定されるものではなく、例え

ば、電圧検出部及び電流検出部を設けずに、加熱量とPWM信号のデューティ比または周波数との対応関係を予めデータ化して記録しておき、この対応関係を参照しながら、前記デューティ比または周波数を設定するようにしてもよい。

【0079】

【発明の効果】以上の記述で明らかなように、本発明の誘導加熱調理器は、共通のキャリア信号に基づいて「電磁調理部の数+1」相分のPWM信号を生成するモータ駆動用のPWM機能を内蔵したプロセッサにより、デューティ比を固定した「1」相分の固定PWM信号と、この固定PWM信号とは逆相の関係にあり、互いに重ならないようにして、設定された加熱量に応じてデューティ比を調節した「電磁調理部の数」相分の可変PWM信号とを生成し、これらのPWM信号に基づいてハーフブリッジ型のインバータ回路の双方のスイッチング素子を交互にオンオフするPWM制御を行うようにしたので、PWM機能を個別半導体やASICで構成する場合に比べて製造コストを低減することができると共に、インバータ回路のPWM制御をするための制御プログラムを短時間で開発することができ、従って、安価で高性能なハーフブリッジ型のインバータ回路を備えた誘導加熱調理器を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の第1の実施例を示す電磁調理器の電気ブロック図

【図2】電磁調理器の斜視図

【図3】DSPの内部構成を示す電気ブロック図

【図4】キャリア信号に基づいて生成される各PWM信号のタイミングチャート図

【図5】各スイッチング素子に出力されるPWM信号のタイミングチャート図

【図6】本発明の第2の実施例を示す図1相当図

【図7】図3相当図

【図8】図4相当図

【図9】図5相当図

【図10】本発明の第3の実施例を示す図1相当図

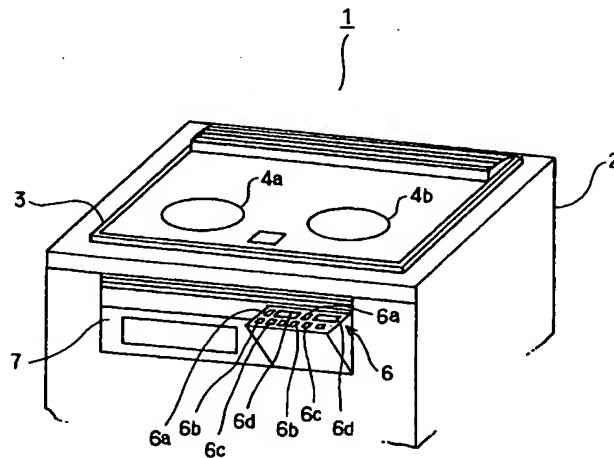
【図11】図3相当図

【図12】従来例を示す図1相当図

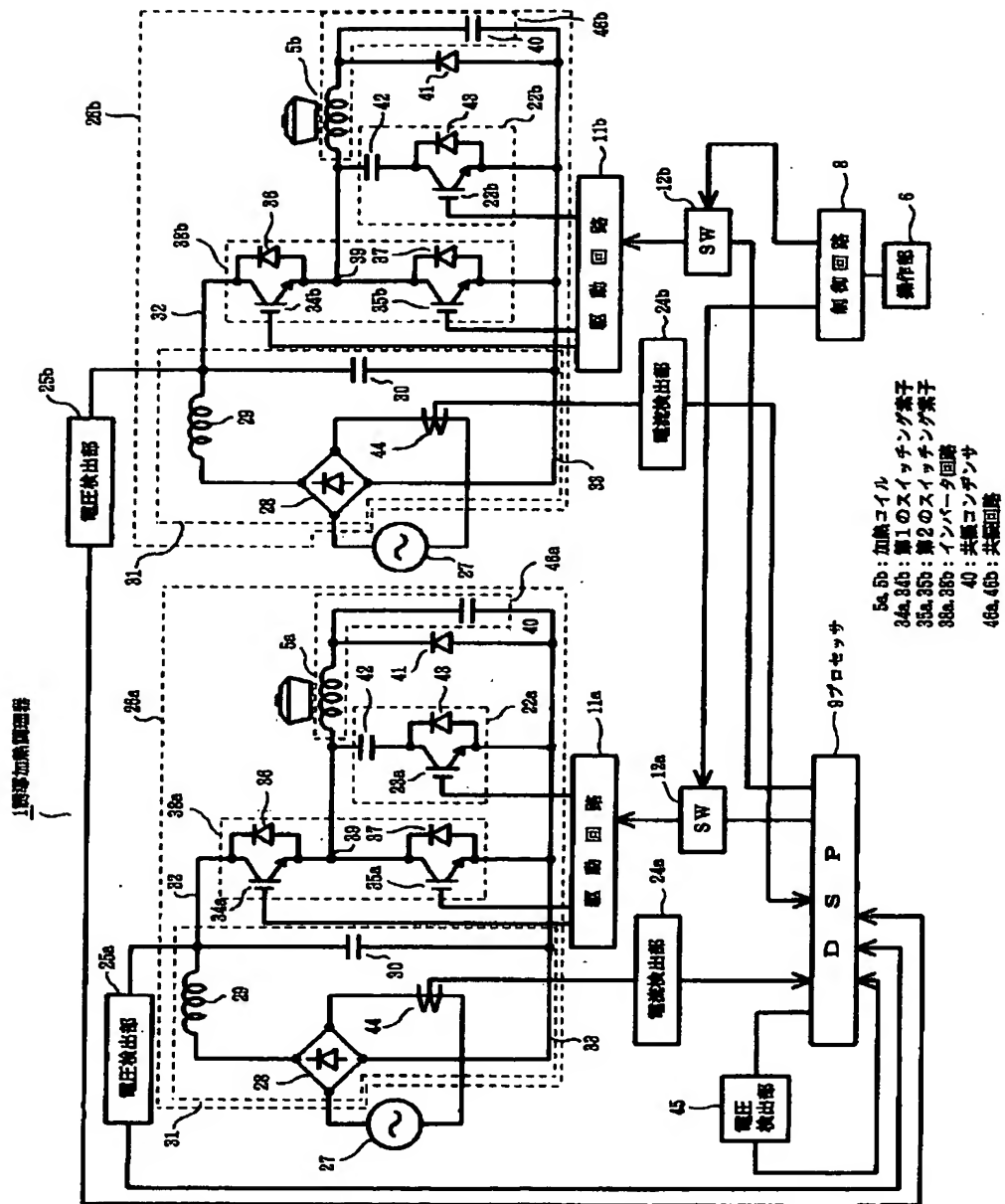
【符号の説明】

図面中、1、50、70は電磁調理器（誘導加熱調理器）、5a、5bは加熱コイル、6は操作部、8は制御回路、9、51、71はDSP（プロセッサ、出力停止手段）、13はCPU、21、52a、52b、73はPWM機能、21a、72a、72bはタイマ、22a、22bはスナバ回路、23a、23bはIGBT（第3のスイッチング素子）、24a、24bは電流検出部、25a、25b、45は電圧検出部（非常停止手段）、26a、26b、53a、53bは電磁調理部、34a、34bはIGBT（第2のスイッチング素子）、35a、35bはIGBT（第1のスイッチング素子）、38a、38bはハーフブリッジ型のインバータ回路、46a、46b、59a、59bは共振回路、58a、58bは電流位相検出部（電流位相検出手段）を示す。

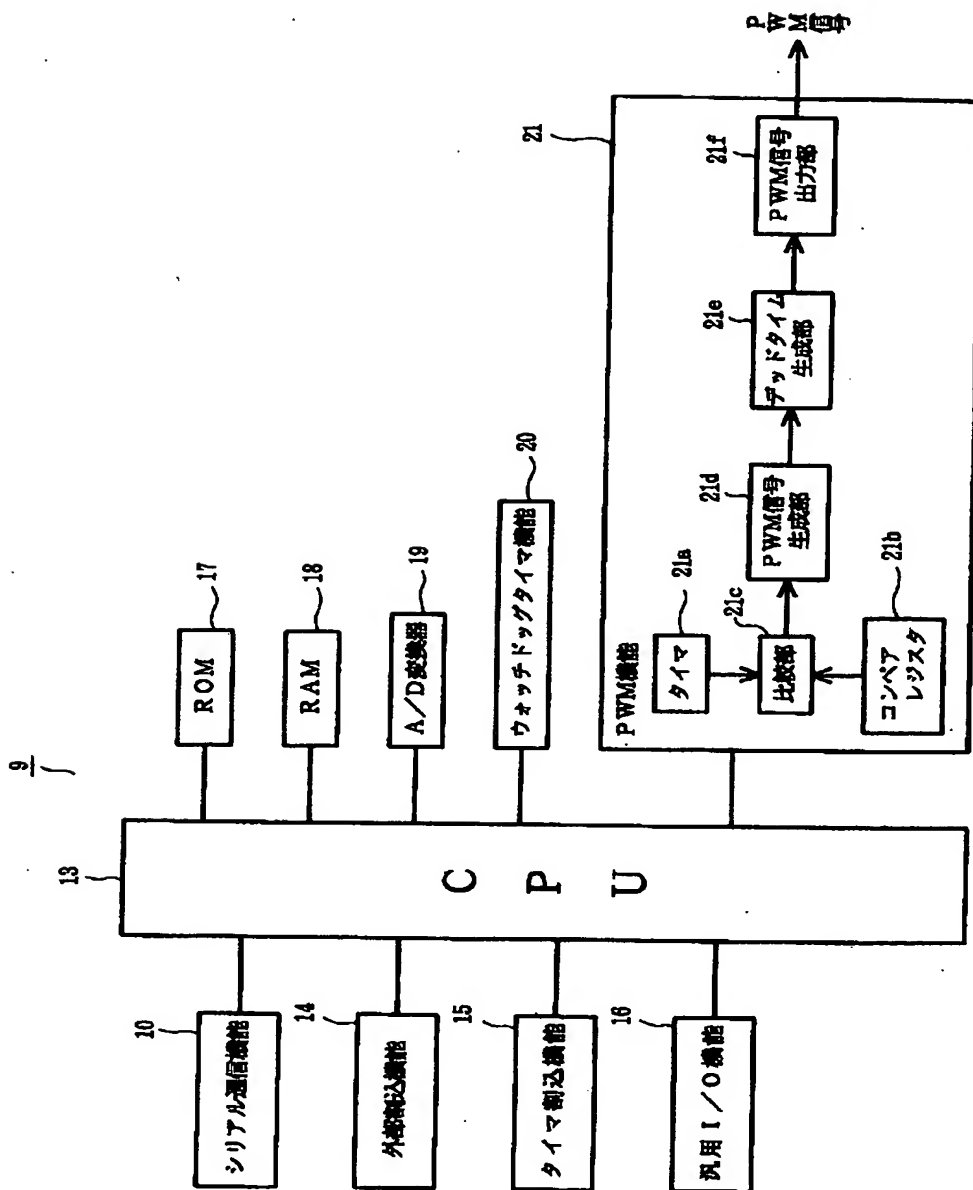
【図2】



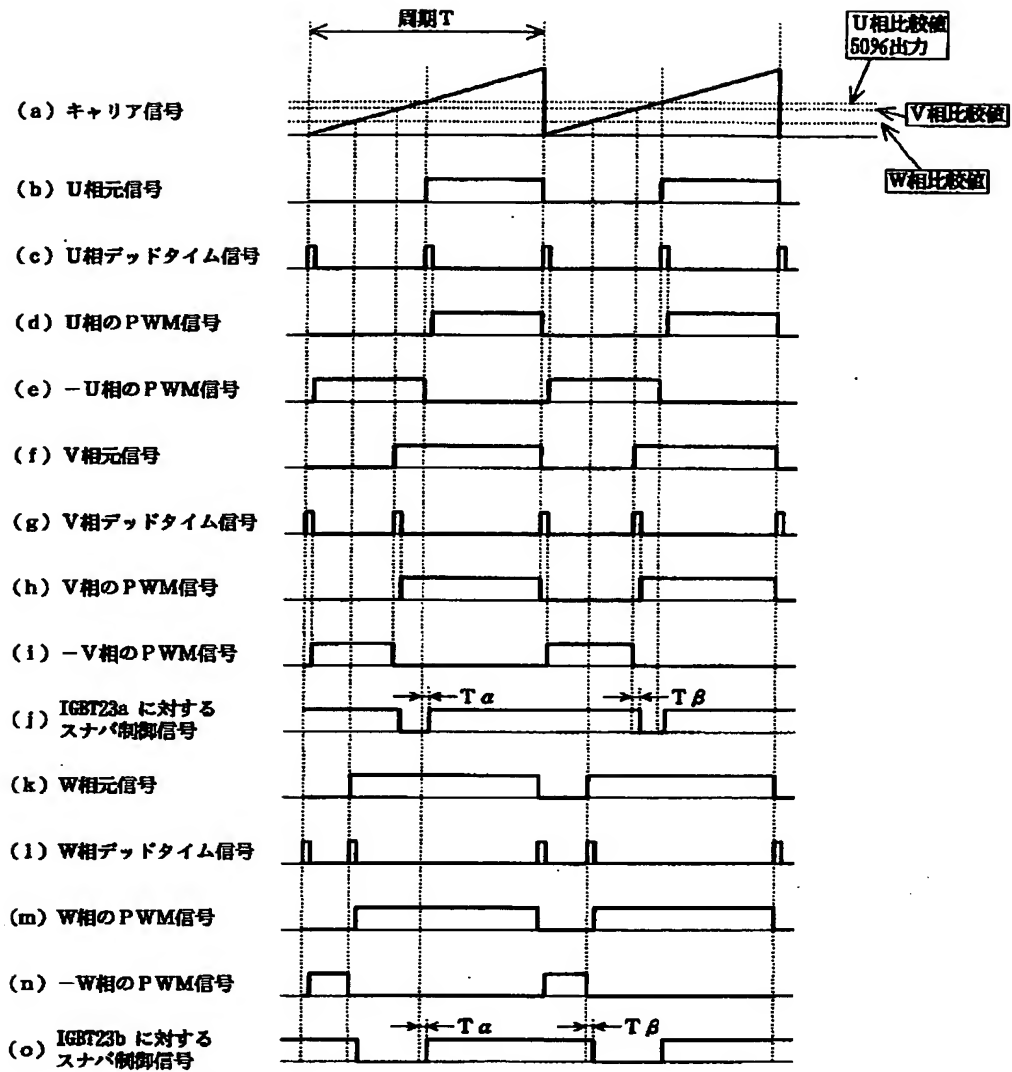
【図1】



【図3】



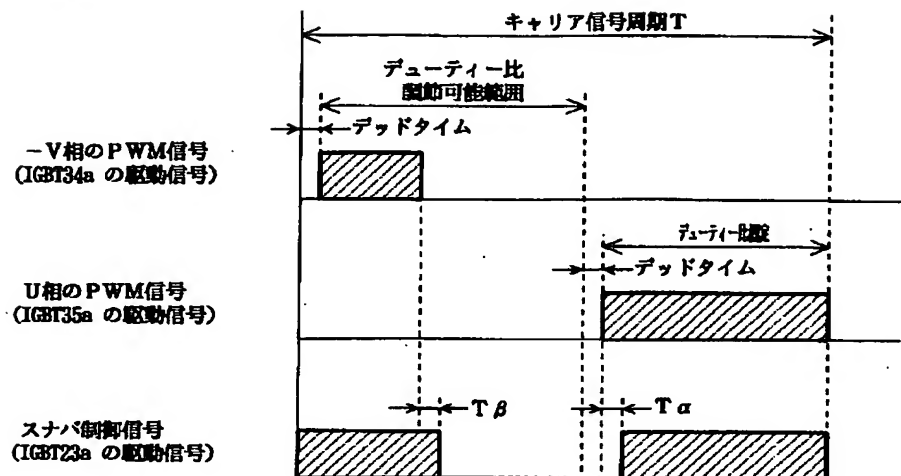
【図4】



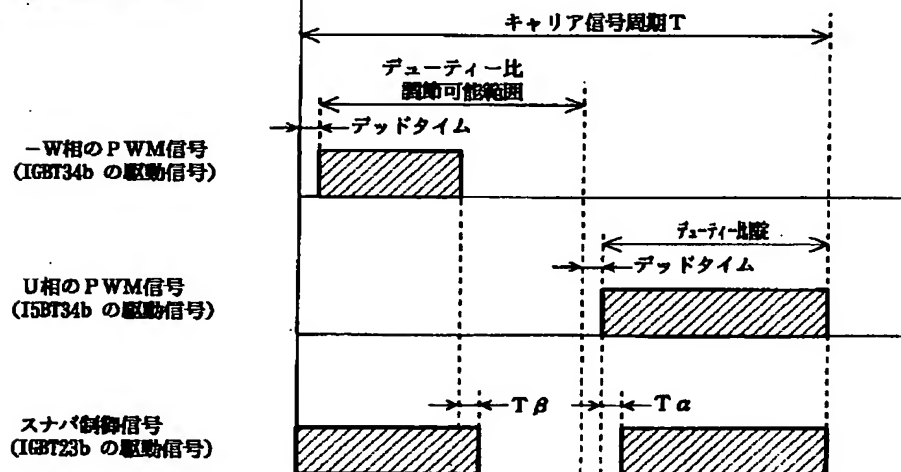


【図5】

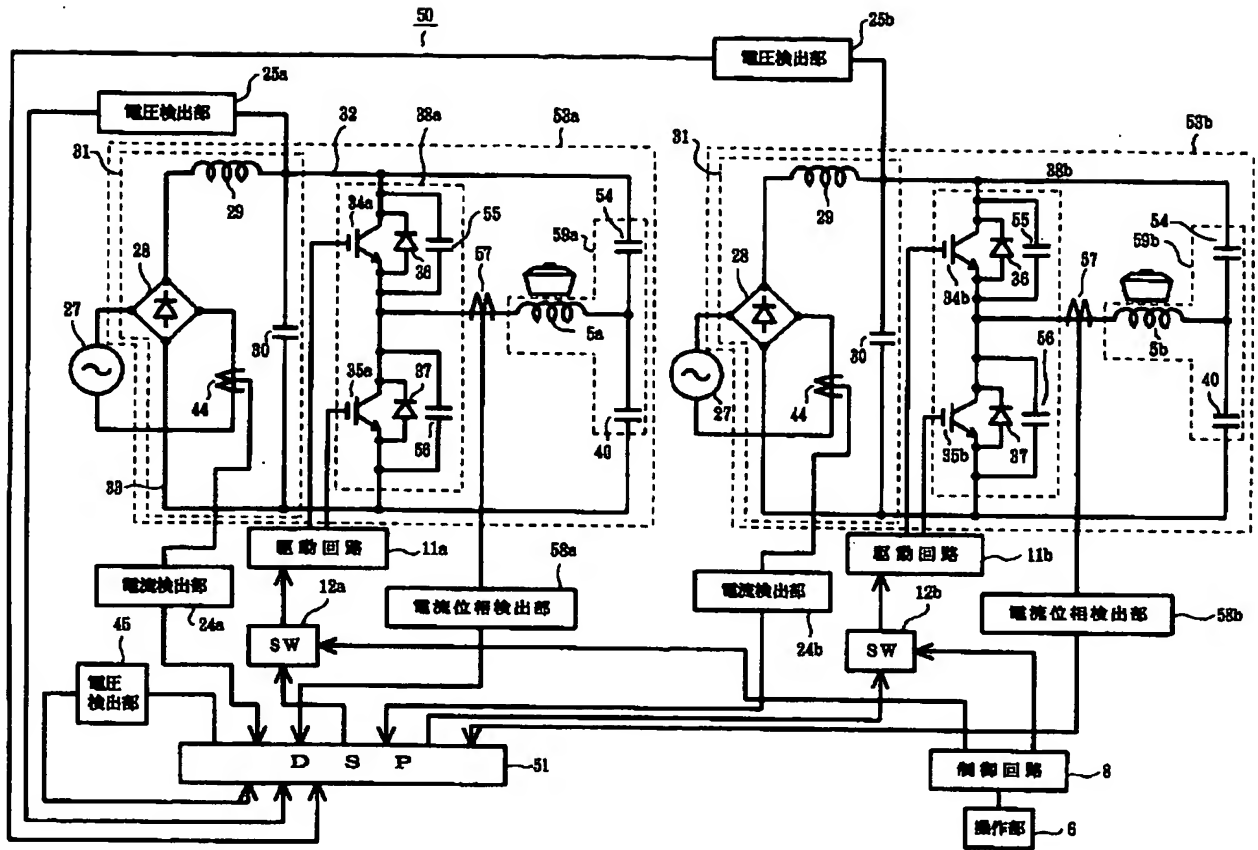
【電磁調理器部 26a例】



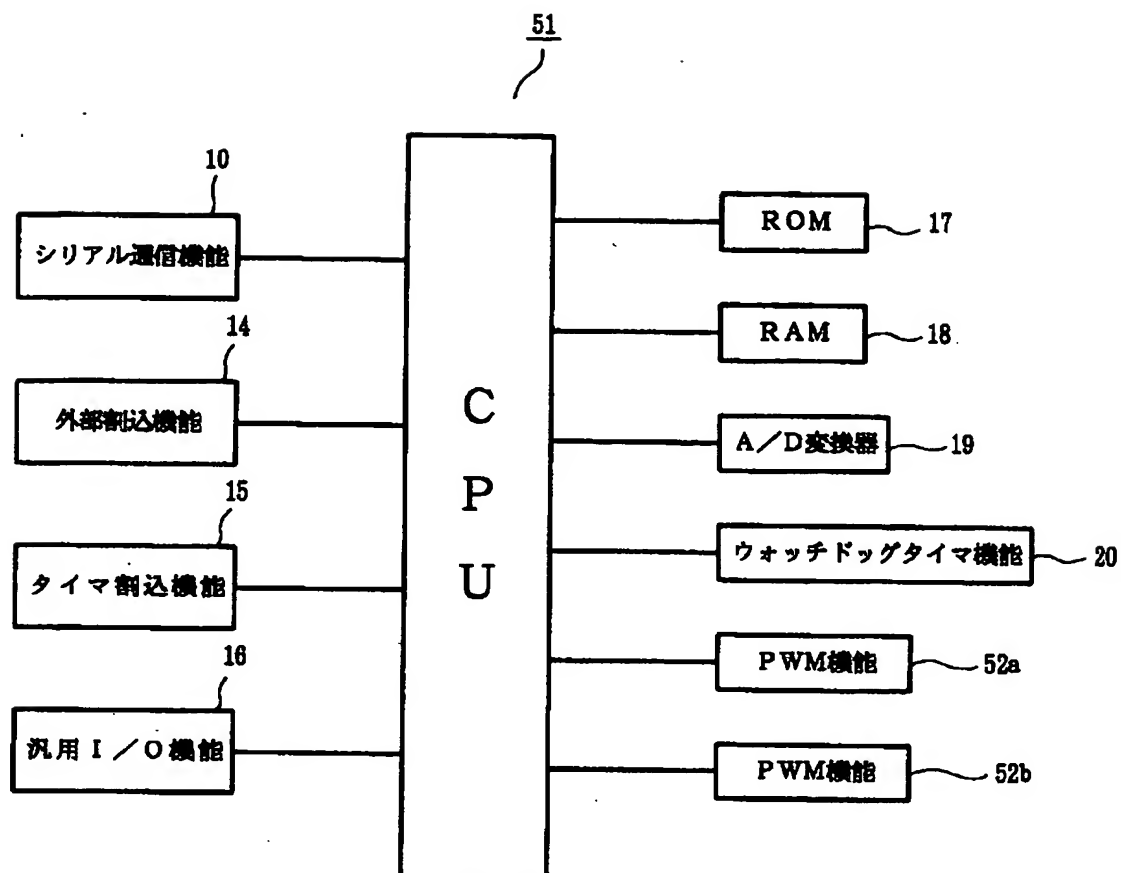
【電磁調理器部 26b例】



【図6】

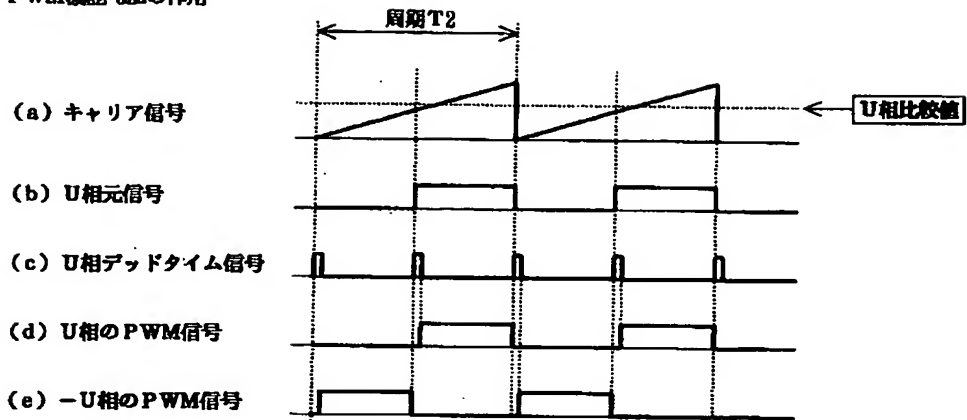


【図7】

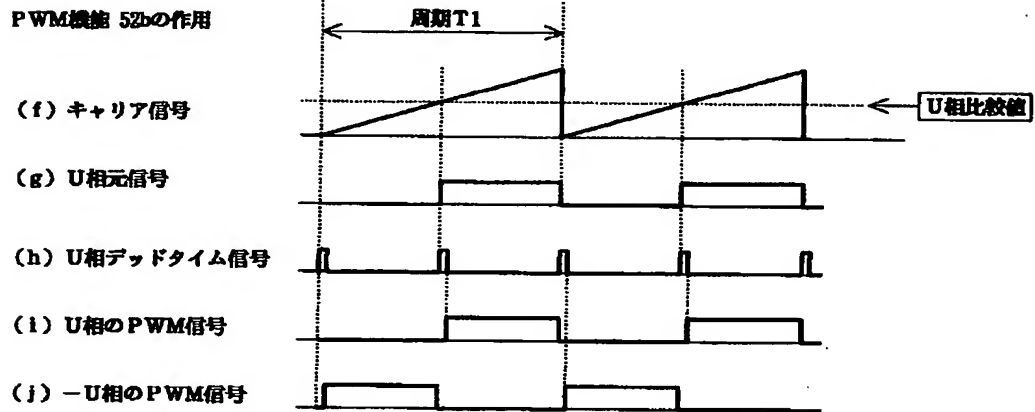


【図8】

PWM機能 52aの作用

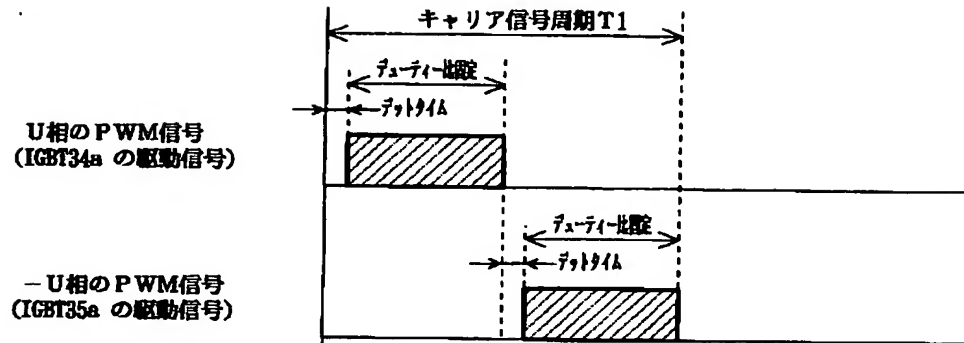


PWM機能 52bの作用

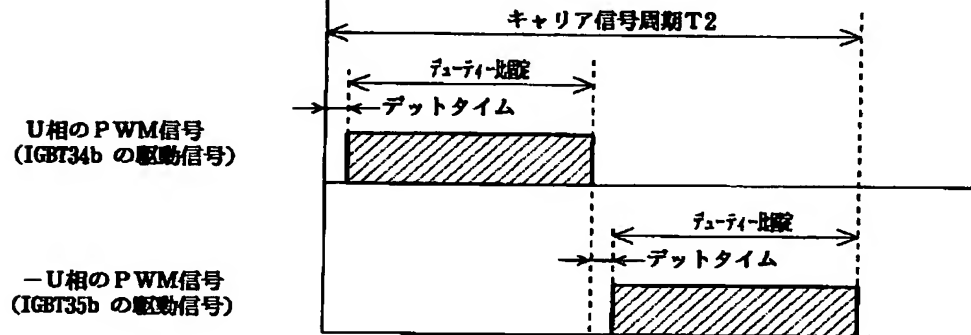


【図9】

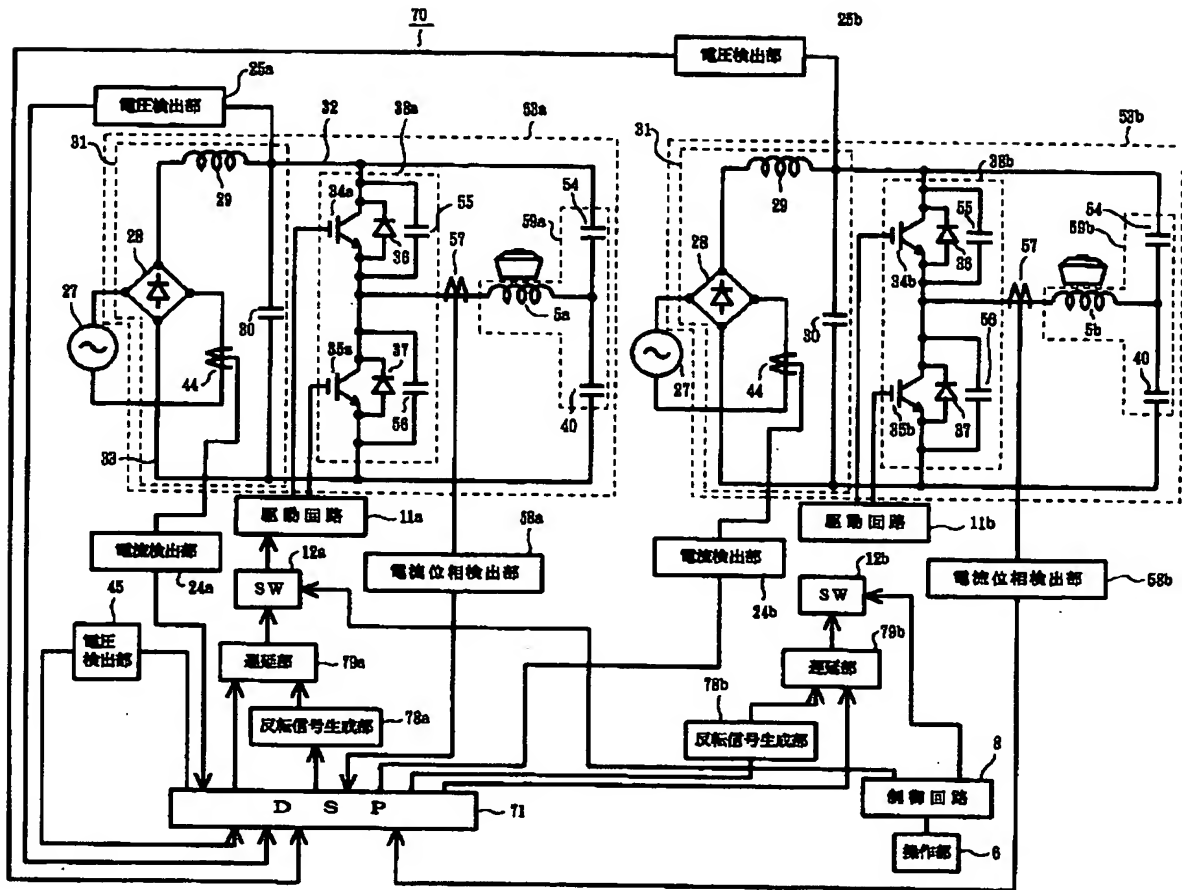
【電磁調理器 53a例】



【電磁調理器 53b例】

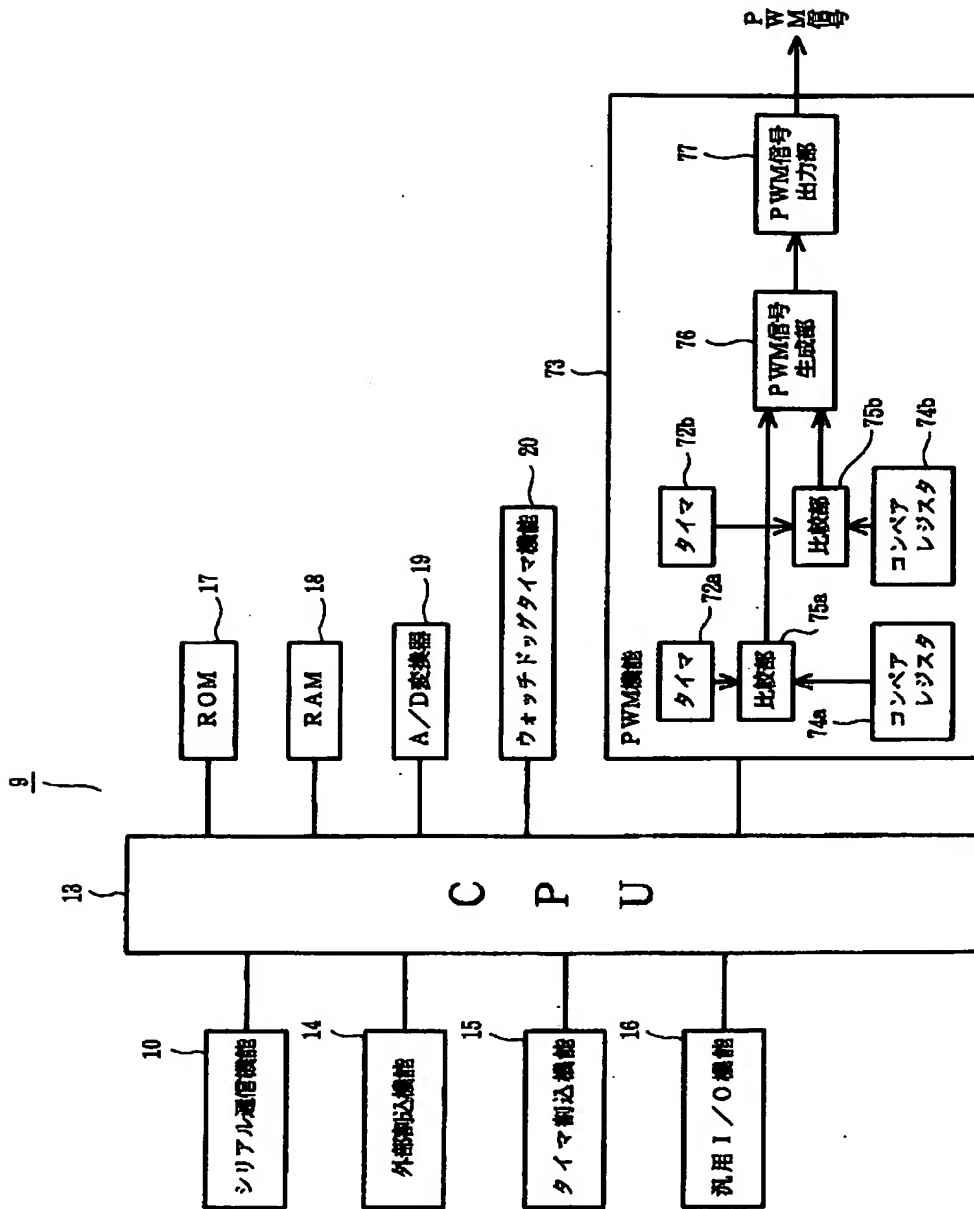


【図10】

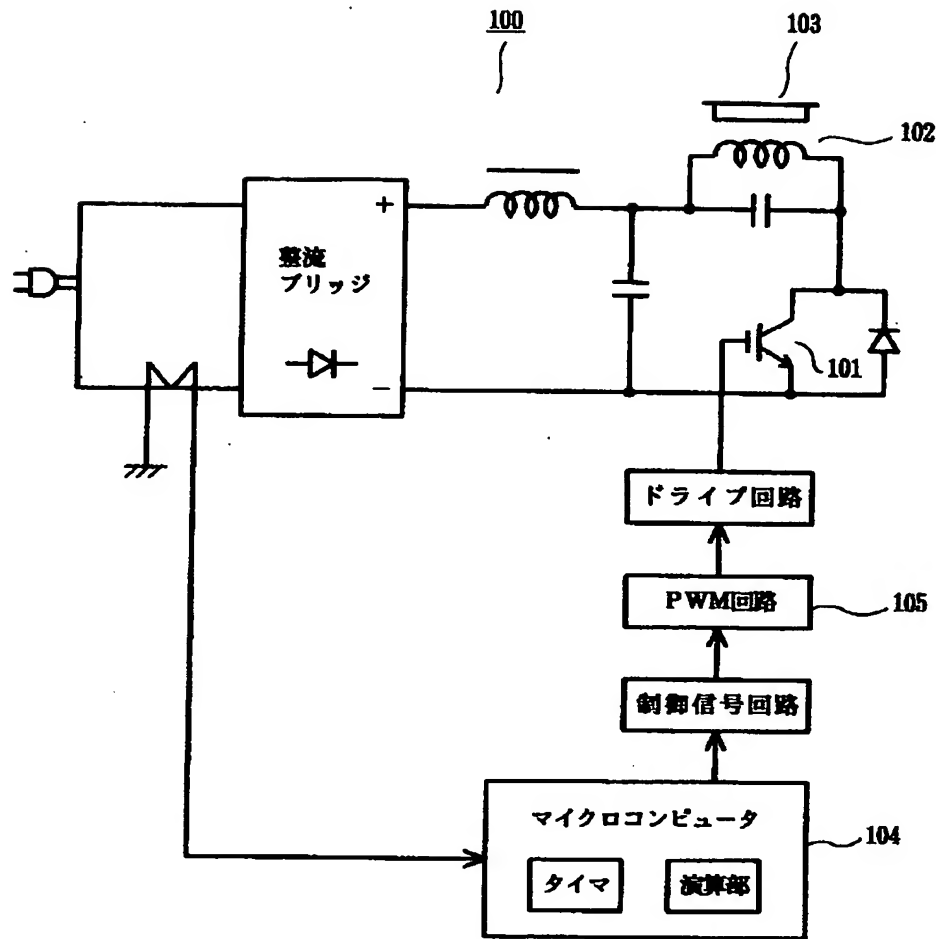




【図11】



【図12】



フロントページの続き

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

H02M 7/48

識別記号

F I

H02M 7/48

テーマコード(参考)

D

(72)発明者 滝本 等

愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東

芝愛知工場内

(72)発明者 林 秀竹

愛知県瀬戸市穴田町991番地 株式会社東

芝愛知工場内

Fターム(参考) 3K051 AA02 AC03 AC07 AC26 AD12

CD02 CD05

5H007 BB04 BB11 CA01 CB04 CB17

CB22 CC23 DA04 DB01 DC02

DC05 EA02

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**